



THIẾT KẾ BỘ ĐIỀU KHIỂN PHẢN HỒI TRẠNG THÁI MẠCH NGUỒN FLYBACK CHO CÁC ỨNG DỤNG DÙNG PIN NĂNG LƯỢNG MẶT TRỜI

Đào Văn Đă, Phạm Thị Ngọc Anh, Nguyễn Thị Huyền Linh, Bùi Thị Kim Thoa,
Nguyễn Thị Phương Hòa, Nguyễn Thị Nhung, Nguyễn Thị Thu Hằng, Lý Văn Đạt
Trường Đại học Sư phạm Kỹ thuật Hưng Yên

Ngày tòa soạn nhận được bài báo: 10/02/2017

Ngày phản biện đánh giá và sửa chữa: 20/04/2017

Ngày bài báo được duyệt đăng: 25/05/2017

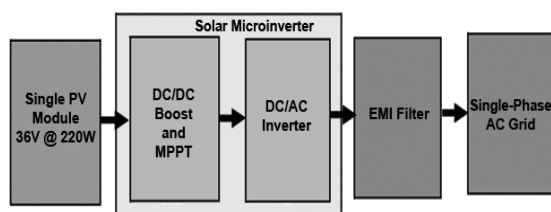
Tóm tắt:

Bài báo này trình bày kết quả nghiên cứu thiết kế thuật toán điều khiển cho mạch Flyback. Bằng việc phân tích nguyên lý hoạt động của mạch Flyback từ đó xây dựng mô hình toán học và đưa ra thuật toán điều khiển phản hồi trạng thái cho mạch Flyback. Bộ điều khiển này giúp giám sát, điều khiển toàn bộ trạng thái của mạch và tăng cường các chế độ hoạt động cho mạch. Kết quả và tính đúng đắn của nghiên cứu thể hiện ở kết quả mô phỏng cũng như dạng sóng đo được thực tế sau thiết kế.

Từ khóa: Mạch Flyback, năng lượng mặt trời, mô hình trạng thái, gain điểm cực.

1. Mở đầu

Sơ đồ khối của hệ thống mạch cho hệ thống năng lượng mặt trời nối lưới công suất nhỏ điển hình được thể hiện ở Hình 1. Hệ thống gồm 2 mạch chính là mạch DC/DC và mạch DC/AC trong đó mạch DC/DC có hai chức năng Boot đáp ứng và chức năng bám điểm công suất cực đại. Điện áp sau khối này là điện áp một chiều, ổn định điện áp này được đưa tới khối DC/AC nghịch lưu tạo điện áp xoay chiều nối lưới. Trong đó các mạch biến đổi DC/DC thì một trong những dạng cơ bản nhất phù hợp cho công suất nhỏ là mạch Flyback.



Hình 1. Sơ đồ khối hệ thống năng lượng mặt trời nối lưới

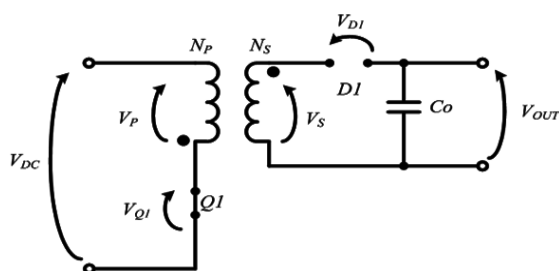
Mạch Flyback có cấu trúc đơn giản, sử dụng số linh kiện ít, đồng thời lại có chức năng cách ly 2 phần nguồn tạo sự an toàn cho người sử dụng. Đề ứng dụng được cho hệ thống pin năng lượng mặt trời, ngoài chức năng tạo điện áp một chiều, mạch còn phải có chức năng bám điểm công suất cực đại. Điều này đòi hỏi hệ phải có chức năng điều khiển được dòng điện hoặc điện áp và thay đổi các giá trị theo tín hiệu điều khiển. Khác với cách mô hình hóa cho các đối tượng khác, mô hình hóa cho mạch điện tử công suất đòi hỏi phải phân tích từ chế độ đóng cắt, từ đó đưa ra mô hình cho tín hiệu trung bình. Thường các mô hình ở dạng phi tuyến

nên phải biến đổi sang dạng tuyến tính. Khi có mô hình tuyến tính rồi thì hoàn toàn có thể áp dụng các phương pháp khác nhau để thiết kế thuật toán điều khiển cho mạch.

2. Mô hình trạng thái mạch nguồn Flyback

2.1. Các trạng thái hoạt động của mạch Flyback trong chế độ liên tục

Cấu tạo một mạch Flyback đơn giản được thể hiện ở Hình 2. Trong nghiên cứu này, nhóm tác giả chỉ tập trung trình bày bộ biến đổi Flyback khi nó hoạt động ở chế độ liên tục. Trong chế độ này, về bản chất, dòng điện (cả trong cuộn sơ cấp và thứ cấp của biến áp) nó sẽ luôn luôn tồn tại và 0 về đến 0 trong suốt chu kỳ T của xung PWM. Điều này nghĩa là, có một phần năng lượng vẫn tồn tại trong hệ thống khi xung PWM kết thúc. Ta chia chu kỳ T thành hai khoảng thời gian T_{ON} và T_{OFF} . Khi đó hoạt động của mạch có thể chia làm hai trạng thái hoạt động chính, đây là khi khóa Q1 dẫn và khi khóa Q1 khóa.



Hình 2. Mạch Flyback khi Q1 on

Khi Q1 dẫn (Trong khoảng 0 đến T_{ON})

Hình 2(a) biểu diễn cấu trúc mạch flyback trong khoảng 0 đến T_{ON} . Lúc này điện áp nguồn được cấp thẳng đến cuộn sơ cấp của biến áp, đồng

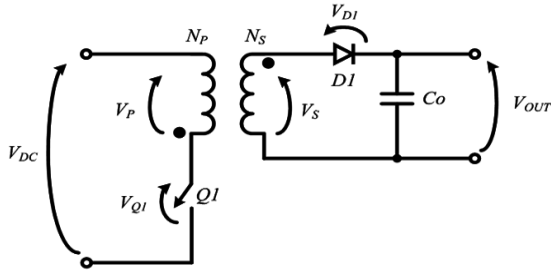
thời dòng điện thứ cấp bằng 0 do Diode D1 khóa nên ta thu được hệ phương trình tính dòng và áp trên cuộn dây sơ cấp và thứ cấp như sau:

$$\begin{cases} v_{dc} = L_p \frac{di_{Lp}}{dt} \\ i_s = 0 \\ 0 = C \frac{dv_{out}}{dt} + \frac{v_{out}}{R} \end{cases} \quad (1)$$

Khi Q1 khóa (Trong khoảng T_{ON} đến T)

Hình 2 (b) biểu diễn cấu trúc mạch Flyback trong khoảng T_{ON} đến T . Lúc này năng lượng từ phía sơ cấp được tích lũy trong khoảng thời gian trước được chuyển toàn bộ sang phần thứ cấp, khi đó D1 dẫn và điện áp trên cuộn sơ cấp và thứ cấp của máy biến áp được tính như sau:

$$\begin{cases} -N_{ps} v_{out} = L_p \frac{di_{Lp}}{dt} \\ i_s = N_{ps} i_p \\ i_s = C \frac{dv_{out}}{dt} + \frac{v_{out}}{R} \end{cases} \quad (2)$$



Hình 3. Mạch Flyback khi Q1 off

Từ dạng điện áp và dòng điện suy ra phương trình các giá trị trung bình:

$$\begin{cases} v_{dcav} d - (1-d) N_{ps} v_{outav} = L_p \frac{di_{pav}}{dt} \\ i_{sav} = (1-d) N_{ps} i_{pav} \\ i_{sav} = C \frac{dv_{outav}}{dt} + \frac{v_{outav}}{R} \end{cases} \quad (3)$$

2.2. Xác định hàm truyền đạt bằng tuyến tính hóa tại điểm làm việc

• Điểm làm việc:

$$\begin{cases} DV_{dc} - (1-D) N_{ps} V_{out} = 0 \\ I_s = N_{ps} (1-D) I_p \\ I_s = 0 + \frac{V_o}{R} \end{cases} \quad (4)$$

• Vi phân hóa tại điểm làm việc:

$$\begin{cases} d = D + \tilde{d} \\ v_{dcav} = V_{dc} + \tilde{v}_{dc} \\ i_{sav} = I_s + \tilde{i}_s \\ i_{pav} = I_p + \tilde{i}_p \\ v_{outav} = V_{out} + \tilde{v}_{out} \end{cases} \quad (5)$$

• Thu được hệ phương trình

$$\begin{cases} (V_{dc} + \tilde{v}_{dc})(D + \tilde{d}) - (1-D-\tilde{d}) N_{ps} (V_{out} + \tilde{v}_{out}) \\ = L_p \frac{d(I_p + \tilde{i}_p)}{dt} \\ I_s + \tilde{i}_s = N_{ps} (1-D-\tilde{d})(I_p + \tilde{i}_p) \\ I_s + \tilde{i}_s = C \frac{d(V_{out} + \tilde{v}_{out})}{dt} + \frac{(V_{out} + \tilde{v}_{out})}{R} \end{cases} \quad (6)$$

Sau rút gọn thành phần hằng số, loại bỏ thành phần bậc hai ta thu được:

$$\begin{cases} V_{dc} \tilde{d} + \tilde{v}_{dc} D - (1-D) \tilde{v}_{out} N_{ps} + \tilde{d} V_{out} N_{ps} = L_p \frac{d\tilde{i}_p}{dt} \\ \tilde{i}_s = (1-D) \tilde{i}_p N_{ps} - \tilde{d} I_p N_{ps} \\ \tilde{i}_s = C \frac{d\tilde{v}_{out}}{dt} + \frac{\tilde{v}_{out}}{R} \end{cases} \quad (7)$$

Chuyển sang miền ảnh Laplace:

$$\begin{cases} V_{dc} \tilde{d} + \tilde{v}_{dc} D - (1-D) \tilde{v}_{out} N_{ps} + \tilde{d} V_{out} N_{ps} = L_p \tilde{i}_p s \\ \tilde{i}_s = (1-D) \tilde{i}_p N_{ps} - \tilde{d} I_p N_{ps} \\ \tilde{i}_s = C \tilde{v}_{out} s + \frac{\tilde{v}_{out}}{R} \end{cases} \quad (8)$$

Ta thu được dạng tuyến tính của mô hình toán học của mạch flyback.

2.2. Xây dựng mô hình trạng thái

Nhân các hệ số thích hợp để trừ phương trình 1 cho 2 ta có:

$$\begin{cases} V_{dc} \tilde{d} + \tilde{v}_{dc} D - (1-D) \tilde{v}_{out} N_{ps} + \tilde{d} V_{out} N_{ps} = L_p s \tilde{i}_p \\ \frac{\tilde{i}_s L_p s}{N_{ps} (1-D)} = \tilde{i}_p L_p s - \frac{\tilde{d} I_p N_{ps} L_p s}{N_{ps} (1-D)} \\ \tilde{i}_s = C \tilde{v}_{out} s + \frac{\tilde{v}_{out}}{R} \end{cases} \quad (9)$$

Trừ 2 vế của phương trình 1 cho 2 vế của phương trình 2, đồng thời đặt

$$\begin{aligned} \tilde{d} &= u \\ \tilde{i}_s &= x_1 \\ \tilde{v}_{out} &= x_2 = y \end{aligned}$$

Ta có:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -\frac{(1-D)^2 N_{ps}^2}{L_p} x_2 + (V_{dc} + V_{out} N_{ps}) \frac{N_{ps} (1-D)}{L_p} u \\ -I_p N_{ps} \dot{u} + \frac{N_{ps} D (1-D)}{L_p} \tilde{v}_{dc} \\ \dot{x}_2 = \frac{1}{C} x_1 - \frac{1}{RC} x_2 \\ y = x_2 \end{cases} \quad (10)$$

Vậy có thể viết dưới dạng:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_2 + a_2 u - a_3 \dot{u} + a_4 \tilde{v}_{dc} \\ \dot{x}_2 = b_1 x_1 - b_2 x_2 \\ y = x_2 \end{cases} \quad (11)$$

Trong đó:

$$\begin{aligned} a_1 &= \frac{(1-D)^2 N_{ps}^2}{L_p} & a_4 &= \frac{N_{ps} D(1-D)}{L_p} \\ a_2 &= (V_{dc} + V_{out} N_{ps}) \frac{N_{ps}(1-D)}{L_p} & b_1 &= \frac{1}{C} \\ a_3 &= I_p N_{ps} & b_2 &= \frac{1}{RC} \end{aligned}$$

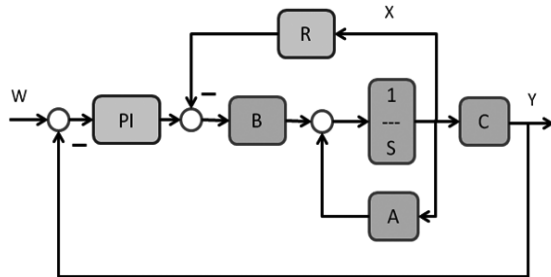
3. Thiết kế bộ điều khiển

Thành phần $-a_3 \dot{u} + a_4 \tilde{v}_{dc}$ sẽ được khử bằng bộ điều khiển bù $u = w - \frac{-a_3 \dot{u} + a_4 \tilde{v}_{dc}}{a_2}$.

Sau khi bù hệ tương đương:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -a_1 x_2 + a_2 w \\ \dot{x}_2 = b_1 x_1 - b_2 x_2 \\ y = x_2 \end{cases}$$

Là mô hình trạng thái $\begin{cases} \dot{\underline{x}} = A\underline{x} + Bw \\ y = C\underline{x} \end{cases}$



Hình 4. Sơ đồ khối hệ điều khiển

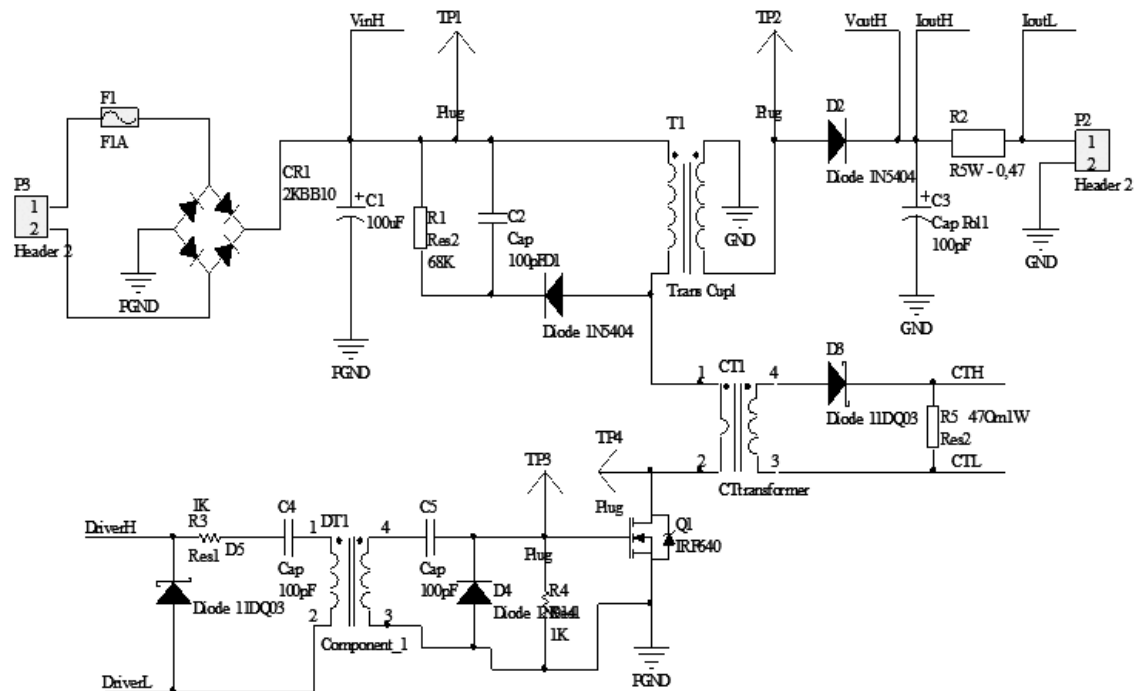
Thiết kế bộ điều khiển phản hồi trạng thái mở rộng với biến trạng bổ xung: e được lấy thêm từ khâu PI. Lúc này biến trạng thái mở rộng: $\begin{bmatrix} \dot{x} \\ e \end{bmatrix}$, ma trận A mở rộng thành $\begin{bmatrix} A & 0 \\ -C & 0 \end{bmatrix}$ ma trận B mở rộng trở thành: $\begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix}$. Sử dụng phương pháp gán điểm cực

thu được các tham số của bộ điều khiển như trong bảng số 1.

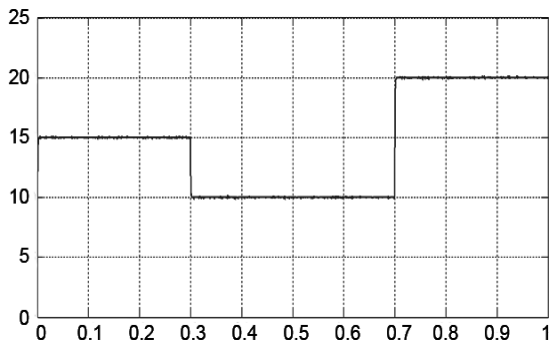
Bảng 1. Tham số mô phỏng và hệ thống

Tham số mạch Flyback	Điểm cực	Tham số bộ điều khiển
Nps = 10; Lp = 0.7e-3; Vdc = 310; Vout = 15; Ip = 1.5;	P1=-5000 P2=-7000 P3=-6000]	R1 = 0.0006 R2 = -0.014 R3 = -1.004 Kp = -0.00011 Ki = -1.004
C = 22e-6; R = 3;		

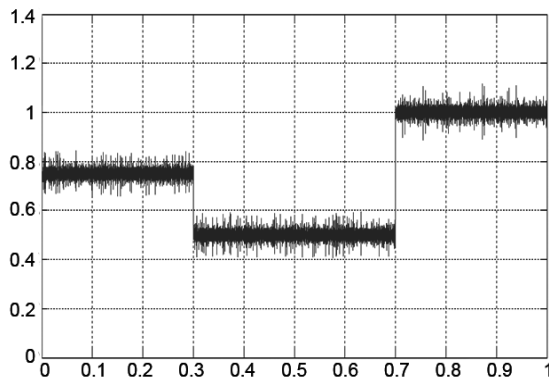
Kết quả được mô phỏng trên Simulink và kiểm tra lại trên mạch thực tế có sơ đồ nguyên lý như Hình 5. Kết quả mô phỏng cho ở các Hình 6, 7, 8. Kết quả khảo sát mạch thực tế cho ở Hình 9, 10, 11.



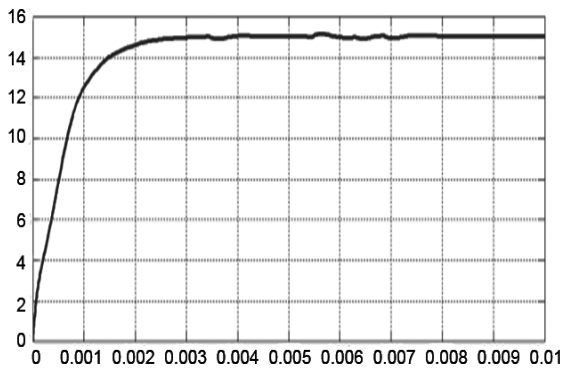
Hình 5. Sơ đồ nguyên lý mạch phần cứng



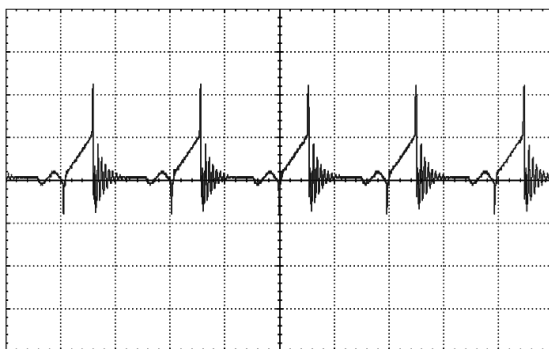
Hình 6. Đáp ứng theo điện áp đặt



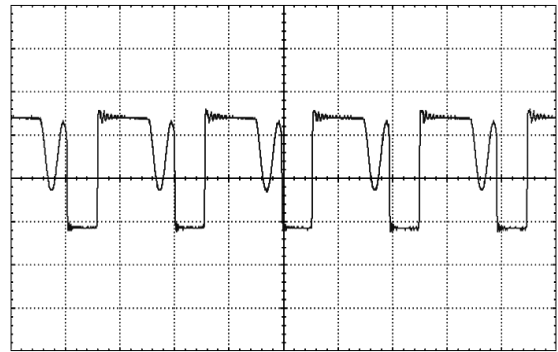
Hình 7. Dạng dòng điện khi thay đổi điện áp đặt



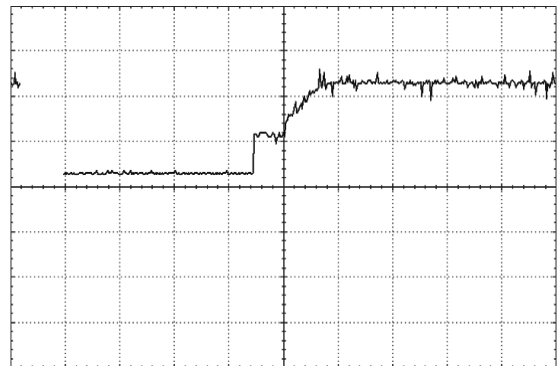
Hình 8. Đáp ứng điện áp đặt 15V



Hình 9. Dạng dòng điện trong cuộn sơ cấp biến áp xung ($5\mu s_2V/div$)



Hình 10. Dạng điện áp trên cuộn thứ cấp biến áp xung ($5\mu s_2V/div$)



Hình 11. Khởi động mềm, đáp ứng tín hiệu điều khiển điện áp ($5V_1ms/div$)

Từ các kết quả khảo sát và mô phỏng cho thấy đáp ứng tốt của thuật toán điều khiển. Chất lượng đầu ra cho thấy trong cả hai trường hợp hệ đều không có độ quá điều chỉnh, thời gian đáp ứng tốt (2ms). Điều này chứng tỏ hoàn toàn có thể áp dụng các thuật toán chất lượng cao cho các hệ điện tử công suất.

4. Kết luận

Với phương pháp mô hình hóa theo tín hiệu đóng cắt rồi tuyến tính hóa tại điểm làm việc ta sẽ thu được mô hình toán học dạng tuyến tính của hệ tại điểm làm việc. Từ đó có thể áp dụng các phương pháp điều khiển khác nhau để điều khiển hệ điện tử công suất. Từ mô hình toán học tuyến tính ta hoàn toàn chọn được biến đầu ra là dòng điện hoặc điện áp. Thuật toán này đã đề xuất đáp ứng dễ dàng các thuật toán điều khiển cao trong các hệ năng lượng mặt trời (thuật toán bám điểm công suất cực đại).

Tài liệu tham khảo

- [1]. Abraham I. Pressman, “*Switching Power Supply Design*”, McGraw-Hill, Inc., 1991.
- [2]. Lloyd H. Dixon, Jr., “*Filter Inductor and Flyback Transformer Design for Switching Power Supplies*”, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-1100, 1996.
- [3]. Bill Andreycak, “*Practical Considerations in High Performance MOSFET, IGBT and MCT Gate Drive Circuits*”, Unitrode Application Note U-137, Unitrode Applications Handbook IC# 1051, 1997.
- [4]. Bill Andreycak, “*Practical Considerations in Current Mode Power Supplies*, Unitrode Application Note U-111”, Unitrode Applications Handbook IC# 1051, 1997.
- [5]. Lloyd H. Dixon, Jr., “*Control Loop Cookbook*”, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-1100, 1996.
- [6]. Lloyd H. Dixon, Jr., “*Closing the Feedback Loop*”, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-700, 1990.
- [7]. Philip C. Todd, Snubber Circuits: “*Theory, Design, and Application*”, Unitrode Power Supply Design Seminar Manual SEM-900, 1993.

**DESIGNING A STATE FEEDBACK CONTROLLER FOR FLYBACK SOURCE CIRCUIT
FOR SOLAR PANEL APPLICATIONS**

Abstract:

This article presents the study results of designing control algorithm for flyback circuit. Setting up a mathematical model and giving a state feedback control algorithm for the flyback circuit basing on analyzing operating principle of the Flyback circuit. This method helps to monitor, control the overall state of the circuit and enhance operating modes for the circuit. The results and correctness of the study are shown in the simulation results as well as waveforms measured during setting a real circuit.

Keywords: Flyback circuit, solar power, state model, pole assignment.